

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

**19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENTAMT**

**Offenlegungsschrift**  
**DE 195 48 003 A 1**

**(51) Int. Cl.<sup>8</sup>:**  
**H 03 K 3/53**  
**H 05 B 41/34**

H05B 41/30

**21** Aktenzeichen: 195 48 003.1  
**22** Anmeldetag: 21. 12. 95  
**43** Offenlegungstag: 26. 6. 97

**DE 195 48 003 A 1**

95 P 5553

DKE

**⑦ Anmelder:**

**Patent-Treuhand-Gesellschaft für elektrische  
Glühlampen mbH, 81543 München, DE**

**72 Erfinder:**

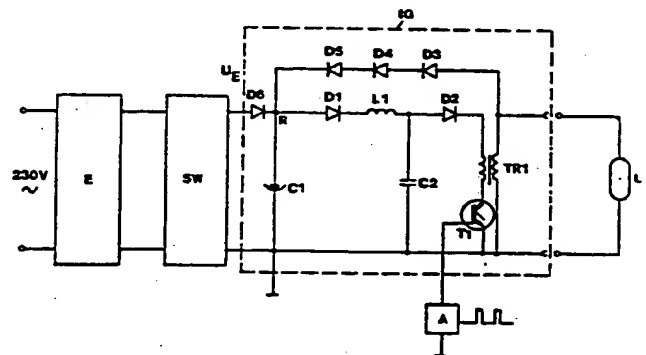
**Huber, Andreas, 82216 Maisach, DE; Vesper, Alwin, 80803 München, DE; Hirschmann, Günther, 81827 München, DE**

**56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht zu ziehende Druckschriften:**

DE	43 28 748 A1
DE	41 04 386 A1
DE	41 00 719 A1
DE	92 09 668 U1
US	51 28 591

**54) Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Impulsspannungsfolgen, insbesondere für den Betrieb von dielektrisch behinderten Entladungen**

57) Eine elektrische Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Impulsspannungsfolgen, insbesondere für den Betrieb von dielektrisch behinderten Entladungen, weist einen von einer Eingangsspannung ( $U_E$ ) gespeisten Ladekreis mit einem Ladekondensator (C2), einen Entlade- und Pulskreis mit einem schnellen steuerbaren Schalter, insbesondere mit einem IGBT (T1), der mit einer getakteten Ansteuerschaltung (A) verbunden ist, und einen Impulsübertrager (TR1) mit daran angeschlossener Last (L), sowie einen Rückspeisekreis mit einem Rückspeise-Stromventil, z. B. Halbleiterdioden (D3-D5) und einer Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung, z. B. einem parallel zum Eingang des Ladekreises geschalteten Pufferkondensators (C1) auf. Während der Leitendphasen des IGBTs wird jedesmal die im Ladekondensator (C2) gespeicherte elektrische Energie über den Impulsübertrager (TR1) zur Last (L) übertragen. Die von der Last (L) und dem Impulsübertrager (TR1) zurückschwingende Energie passiert die Rückspeise-Dioden (D3-D5), wird in den Rückspeisepunkt (R) eingespeist und vom Pufferkondensator (C1) aufgenommen. Dadurch wird während der Rückschwingphasen das Potential der Sekundärwicklung auf das Potential der Eingangsspannung ( $U_E$ ) geklemmt. Außerdem wird auf diese Weise die rückgespeiste Energie für die Ladephasen des Ladekondensators (C2) mit verwendet.



**E 195 48 003 A 1**

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine elektrische Schaltungsanordnung gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Derartige Schaltungsanordnungen dienen zum Erzeugen von Impulsspannungsfolgen. Anwendungen sind u. a. das Zünden und Betreiben von Entladungslampen, z. B., im Falle niedriger Impuls-Wiederholfrequenzen, von Blitzlampen.

Insbesondere dient die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung dem Betrieb von Entladungslampen bzw. -strahlern mit mindestens einer dielektrisch behinderten Elektrode mittels unipolarer oder zumindest im wesentlichen unipolarer Spannungsimpulse, wie beispielsweise in der WO 94/23442 beschrieben. Diese Betriebsweise verwendet eine im Prinzip unbeschränkte Folge von Spannungsimpulsen die durch Totzeiten voneinander getrennt sind. Entscheidend für die Effizienz der Nutzstrahlungserzeugung sind im wesentlichen die Impulsform sowie die Zeitdauern der Puls- bzw. Totzeiten. Herkömmliche Betriebsweisen für derartige Lampen verwenden hingegen sinusförmige Wechselspannungen.

Dielektrisch behinderte Entladungen weisen im Unterschied zu konventionellen Entladungen, wie sie z. B. üblicherweise für Entladungslampen Verwendung finden, ein zwischen mindestens einer Elektrode angeordnetes Dielektrikum auf. Der Ladungsträgertransport von einer dielektrisch behinderten Elektrode zum ionisierten Gas der Entladungsstrecke erfolgt daher nicht durch einen Leitungsstrom sondern durch einen Verschiebungsstrom. Daraus resultiert eine kapazitive Komponente im elektrotechnischen Ersatzschaltbild einer derartigen Entladung.

Zwar sind Impulsschaltung, z. B. zum Betreiben von Blitzlampen, bereits bekannt. Dabei wird im einfachsten Fall ein Kondensator über einen Widerstand aufgeladen und mittels schnellem Schalter, z. B. einer Funkenstrecke oder einem Thyatron, über die Primärwicklung eines Impulsübertragers entladen. Der dabei in der Sekundärwicklung des Impulstransformators induziert Spannungstoß zündet die Blitzlampe.

Nachteilig bei derartigen Schaltungsanordnungen ist, daß unerwünschte Strom- und Spannungsschwingungen auftreten können. Dadurch kann sich zum einen die Blitzdauer unerwünscht verlängern oder die Lampe kann auch — aufgrund gekoppelter Schwingungen — mehrmals unkontrolliert zünden. Dies ist insbesondere bei wissenschaftlichen Anwendungen inakzeptabel, die definierte Bedingungen, z. B. bei stroboskopischen Untersuchungen oder beim optischen Pumpen von Substanzen, voraussetzen. Zum andern können durch die dabei auftretende Spannungs- bzw. Stromumkehr auch elektrische Bauteile, z. B. Kondensatoren übermäßig belastet und folglich die Lebensdauer der Schaltung verkürzt werden.

Der geschilderten Problematik versucht man durch eine sorgfältige Abstimmung von Lampe und Schaltungsanordnung zu begegnen. Ziel ist es dabei, den im wesentlichen durch die Kapazität und Induktivität der Anordnung gebildeten Schwingkreis mit dem Plasmawiderstand der Gasentladung der gezündeten Blitzlampe zu bedämpfen. Im Idealfall (aperiodischer Grenzfall) läßt sich so ein, falls gewünscht auch repetitiver Strom- bzw. Spannungsimpuls ohne störende Schwingungen realisieren.

Dieser Ansatz versagt allerdings bei Entladungsanordnungen mit dielektrisch behinderten Elektroden, da die Impedanz dieser Anordnung im wesentlichen als Kapazität wirkt oder zumindest einen großen kapazitiven Anteil aufweist. Dadurch schwingt die Spannung an den Lampenelektroden hochfrequent und reduziert gemäß der Lehre der WO 94/23442 den Wirkungsgrad der Lampe drastisch.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, den genannten Nachteil zu beseitigen und eine Schaltungsanordnung anzugeben, mit deren Hilfe sich weitgehend unipolare Impulsspannungsfolgen mit geringen Schaltungsverlusten erzeugen lassen. Außerdem sollen Impulsspannungsfolgen mit möglichst glatten Impulsformen, insbesondere auch an überwiegend kapazitiv wirkenden Lasten realisierbar sein.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die kennzeichnenden Merkmale des Anspruchs 1 gelöst. Weitere vorteilhafte Merkmale und Ausführungsformen der Erfindung sind in den Unteransprüchen erläutert.

Die Grundschalung der Erfindung besteht aus einem Ladekreis, einem Entladekreis und einem Puls- und Rückspeisekreis.

Der Ladekreis besteht, wie an sich bekannt, aus einer Serienschaltung einer Ladeimpedanz und eines Ladekondensators, die mit einer Eingangsspannung verbunden ist. Bevorzugt ist die Ladeimpedanz als Spule realisiert. Der Vorteil gegenüber einem Ohmschen Widerstand als Ladeimpedanz ist zum einen die geringere Verlustleistung. Zum anderen läßt sich durch geeignete Dimensionierung von Ladespule und Ladekondensator eine Resonanzüberhöhung der Spannung am Ladekondensator bezüglich der Eingangsspannung erzielen. Dies ist ggf. bei Lasten mit hohem Spannungsbedarf von Vorteil.

Der Entladekreis umfaßt den Ladekondensator, ein erstes elektrisches Stromventil, z. B. eine Halbleiterdiode, die Primärwicklung eines Impulsübertragers sowie einen schnellen Schalter, bevorzugt einen Transistor, insbesondere einen IGBT (insulated Gate Bipolar Transistor). Die Primärwicklung und der Schalter sind seriell miteinander verbunden. Die Serienschaltung ist ihrerseits parallel zum Ladekondensator geschaltet. Wenn der Ladekondensator sein Spannungsmaximum erreicht hat, wird der Schalter geschlossen. Daraufhin entlädt sich der Ladekondensator über das Stromventil in die Primärwicklung des Impulsübertragers. Das Stromventil verhindert ein Zurückschwingen der Energie vom Impulsübertrager bzw. der daran angeschlossenen Last auf den Ladekondensator. Wenn der Ladekondensator vollständig entladen ist, wird der Schalter verlustleistungslos geöffnet, und der Ladekondensator wird über die Ladespule erneut aufgeladen.

Der Puls- und Rückspeisekreis umfaßt die Sekundärwicklung des Impulsübertragers, die mit der Sekundärwicklung verbundene Last, z. B. eine Entladungslampe mit dielektrisch behinderten Elektroden, und in einem Pol der Sekundärwicklung einerseits sowie mit einem Rückspeisepunkt andererseits verbundenes Rückspeise-Stromventil, z. B. eine Halbleiterdiode. Der Rückspeisepunkt ist so gewählt, daß sich in diesem Punkt die von der Last zurückschwingende Energie einspeisen läßt. Dazu dient der Eingang ein mit dem Bezugspotential

Verwendung eines steuerbaren Halbleiterschalters, beispielsweise eines Transistors als schnellem Schalter, ist dieser vorteilhaft ebenfalls mit Massepotential verbunden. Dies vereinfacht den Aufwand der Beschaltung des entsprechenden Steueranschlusses (z. B. des Basis- bzw. Gateanschlusses), da sich Steuerbeschaltung und Halbleiterschalter auf das gemeinsame Massepotential beziehen. Darüber hinaus ist diese Art der Steuerbeschaltung relativ wenig stör anfällig. Als Bezugspotential der Impulsfolge am Ausgang des Impulsübertragers wird das Massepotential festgelegt, indem je ein Pol der Primär- und Sekundärwicklung ebenfalls mit Massepotential verbunden ist. 5

Während der Schalter geschlossen ist, wird die Energie des Ladekondensators mit Hilfe des Impulsübertragers zur angeschlossenen Last übertragen. Die vom Impulsübertrager und von der Last zurückschwingende Energie passiert das Rückspeise-Stromventil, wird in den Rückspeisepunkt eingespeist und von der Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung aufgenommen. Dadurch wird während der Rückschwingphase das Potential des "heißen" Pols der Sekundärwicklung auf das Potential des Rückspeisepunktes geklemmt. 10

Die Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung beinhaltet entweder ein Speicherelement, z. B. einen die zurückschwingende Energie speichernden Kondensator, oder ein Wandlerbauelement, welches die zurückschwingende elektrische Energie in eine andere Energieform, z. B. Wärme umwandelt. Als dissipatives Wandlerbauelement eignet sich im einfachsten Fall ein gegen das Bezugspotential, z. B. Masse geschalteter Ohmscher Widerstand. Nachteilig bei dieser Lösung ist die Beeinflussung des Rückspeisepotentials aufgrund des Spannungsabfalls am Widerstand. 15

In einer besonders bevorzugten Ausführung ist der Pufferkondensator parallel zum Eingang der Schaltungsanordnung geschaltet. Dadurch wird der Rückspeisepunkt auf das vorteilhaft konstante Eingangspotential gelegt. Ein weiterer Vorteil dieser Maßnahme ist, daß die rückgespeiste Energie für den Ladevorgang des Ladekondensators mit verwendet wird. Deshalb ist dem Pufferkondensator in diesem Fall kein Widerstand als Wandlerbauelement parallel geschaltet. Der Pufferkondensator dient vielmehr als Zwischenspeicher für die zurückschwingende Energie. Ein zwischen Pufferkondensator und Ladespule geschaltetes Stromventil, z. B. eine Halbleiterdiode verhindert ein Rückschwingen der Energie aus dem Ladekondensator. 20

Die Erfindung wird im folgenden anhand eines Ausführungsbeispiels näher erläutert. Es zeigen 25

Fig. 1 ein Schaltbild der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung für den Betrieb einer Lampe,

Fig. 2a eine grafische Darstellung der an den Elektroden der Lampe aus Fig. 1 gemessenen Spannung als Funktion der Zeit,

Fig. 2b eine grafische Darstellung des zur Spannung aus Fig. 2a gehörenden Rückspeisestroms im gleichen Zeitmaßstab. 30

In Fig. 1 ist ein Schaltbild einer Anordnung zum Betreiben einer Entladungslampe L mit dielektrisch behinderten Elektroden und einer Leistung von 20 W an 230 V Netzspannung dargestellt. Die Anordnung besteht aus den folgenden Funktionsblöcken: einem Eingangsteil E, einem nachfolgenden Sperrwandler SW, einem nachfolgenden Impulsgenerator IG und einer Ansteuerschaltung A. Der Impulsgenerator IG (in Fig. 1 durch eine gestrichelte Linie umrandet) stellt die eigentliche Neuerung der Schaltungsanordnung da und wird deshalb nachfolgend besonders ausführlich erläutert. Eingangsteil E, Sperrwandler SW und Ansteuerschaltung A sind in an sich bekannter Weise realisiert und deshalb in Fig. 1 lediglich durch Funktionsblöcke schematisiert. 35

Das Eingangsteil E enthält eine Funkentstör- und Gleichrichterschaltung und wird von der 230 V Netzspannung gespeist. 40

Der nachfolgende Sperrwandler SW dient als aktives Oberwellenfilter mit Leistungsregelung. Die Vorteile sind die Einhaltung der vorgeschriebenen Grenzwerte für den Leistungsfaktor und die Netzstromoberwellen einerseits sowie die Leistungskonstanz der Lampe bei Netzspannungsschwankungen andererseits. Bei einer Netzspannungsschwankung im Bereich zwischen 195 V und 253 V ändert sich die Lampenleistung nur um 0,2 W. Bezogen auf die nominelle Leistungsaufnahme der Lampe von 20 W entspricht dies einer Leistungsvariation von 1%. Ein weiteres wichtiges Argument für das Vorschalten des Sperrwandlers SW ist die für den Impulsgenerator IG maximal zulässige Eingangsspannung (entspricht dem Potential am Rückspeisepunkt bezüglich Masse) von 200 V. Diese Forderung basiert auf der besonders effizienten Betriebsweise der Lampe, die zwischen den Spannungsimpulsen eine Gegenspannung von höchstens 200 V toleriert. 45

Die Ansteuerschaltung A beinhaltet im wesentlichen einen Rechteckgenerator zur Ansteuerung des im Impulsgenerator IG als schneller Schalter dienenden IGBT's T1 (IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor). Die Ansteuerimpulse werden mit Hilfe eines niederohmigen Treibers, der z. B. in dem Buch von W. Hirschmann und A. Hauenstein "Schaltmetzteile", Verlag Siemens AG, 1990, S 177, Bild 4.98d beschrieben ist, dem Gate des IGBT's zugeführt. Auf diese Weise werden die steilen Schaltflanken erzielt, die zur Minimierung der Schaltverluste im IGBT erforderlichen sind. 50

Als Ladekreis des Impulsgenerators IG fungieren ein Pufferkondensator C1, der parallel zum Eingang geschaltet ist, und eine dazu parallel geschaltete Serienschaltung einer Diode D1, einer Ladespule L1 und eines Ladekondensators C2. Für eine Lampenleistung von 20 W wurde für den Ladekondensator ein idealer Wert von 15 nF ermittelt. Für eine angestrebte Nachladezeit von 20 µs folgt daraus für die Ladespule eine Induktivität von ca. 3 mH. 55

Der Entladekreis des Impulsgenerators IG ist durch eine parallel mit dem Ladekondensator C2 verbundene Reihenschaltung, bestehend aus einer Diode D2 mit der Primärwicklung eines Impulsübertragers TR1 und einem IGBT T1, vervollständigt. 60

Der Puls- und Rückspeisekreis des Impulsgenerators IG umfaßt die Sekundärwicklung des Impulsübertragers TR1, eine als Last fungierende und mit der Sekundärwicklung verbundene 20 W Lampe L mit dielektrisch behinderten Elektroden, drei in Serie geschaltete und als Rückspeise-Stromventil fungierende Rückspeisedioden D3—D5 sowie den hier als Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung fungierende Pufferkondensator C1. 65

erste Kammer gewickelt. Die Sekundärwicklung ist auf die restlichen fünf Kammern aufgeteilt. Bei einer Spitzenspannung auf der Sekundärseite von 4 kV ist damit die maximale Spannung pro Kammer auf 800 V begrenzt. Durch die Trennung von Primär- und Sekundärwicklung in unterschiedliche Kammern ergibt sich aufgrund der loseren Kopplung vorteilhaft eine glattere Impulsform. Je ein Pol der Primär- und Sekundärwicklung sind miteinander und mit der Schaltungsmasse als Bezugspotential verbunden. Der Wickelsinn des Impulsübertragers ist so ausgeführt, daß an den Lampenelektroden negative Spannungsimpulse bezüglich Masse erzeugt werden. Die wesentlichen Größen des Impulsübertragers TR1 sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Tabelle 1

## Spezifikationen des Impulsübertragers TR1

Kernmaterial:	N87 (Fa. Siemens)	
Wicklung	Primär	Sekundär
Anzahl Kammern	1	5
Windungszahl	20	230
Litze	20-0,1	30-0,04
Induktivität	110 $\mu$ H	14 mH

Der Grund für die Realisierung des Rückspeise-Stromventils durch drei serielle Rückspeisedioden D3—D5 mit Sperrspannungen von jeweils 2 kV ist die dadurch realisierte Aufteilung der für die Lampe L erforderlichen Spannungsspitzen von ca. 4 kV. Die Serienschaltung D3—D5 ist einerseits mit dem "heißen" Pol der Sekundärwicklung des Impulsübertragers TR1 und andererseits mit dem als Rückspeisepunkt R wirkenden Verbindungspunkt zwischen Pufferkondensator C1 und erster Diode D1 verbunden. Dadurch wird während der Rückschwingphasen das Potential des "heißen" Pols der Sekundärwicklung auf das Potential des Rückspeisepunktes, d. h. der Ausgangsspannung  $U_E$  des vorgeschalteten Sperrwandlers geklemmt (ca. 200 V). Eine weitere Diode D6 verhindert ein Abfließen des Rückspeisestroms in den Ausgang des vorgeschalteten Sperrwandlers SW.

Während der Leitendphasen des IGBT's T1 wird jeweils die Energie des Ladekondensators C2 mit Hilfe des Impulsübertragers zur angeschlossenen Lampe L übertragen. Die von der Lampe L reflektierte und im Impulsübertrager TR1 gespeicherte Energie wird über die Rückspeisedioden D3—D5 in den Pufferkondensator C1 eingespeist und steht danach während der Ladezyklen dem Ladekondensator C2 zur Verfügung.

Die für den Impulsgenerator IG aus Fig. 1 verwendeten Bauteile sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Tabelle 2

## Liste der für den Impulsgenerator IG aus Fig. 1 verwendeten Bauelemente

C1	47 $\mu$ F
C2	15 nF
D1	UF 4007
D2	1N4936
D3	BYT01 400
D4 -D6	RGP02-20E
L1	3 mH
T1	GB 30U
TR1	s. Tabelle 1

Die beiden Fig. 2a und 2b zeigen Ausschnitte der Zeitverläufe (die fortschreitend Zeit entspricht der positiven Richtung der x-Achse) der an den Elektroden der Lampe L aus Fig. 1 gemessenen Spannung bzw. des

nung zwischen den Elektroden (Fig. 2a), beginnend bei ca. 0 V rasch zu, erreicht nach ca. 0,5  $\mu$ s zum Zeitpunkt 2 ihren Maximalwert von ungefähr -3,5 kV und fällt anschließend ähnlich rasch ab. Zum Zeitpunkt 3 hat die Spannung bereits ihren Nullwert durchschritten und bleibt bis zum Zeitpunkt 4 auf die Spannung am Eingang des Impulsgenerators IG (ca. 200 V) geklemmt. Danach beträgt die Elektrodenspannung bis zum Zeitpunkt 5 ungefähr 0 V. Die Phase zwischen den Zeitpunkten 1 und 3 entspricht den jeweiligen Pulsphasen und dauert ca. 2  $\mu$ s. Die Totphasen entsprechen jeweils der Dauer zwischen den Zeitpunkten 3 und 5 und betragen jeweils ca. 38  $\mu$ s. Daraus resultiert schließlich ein gegenseitiger zeitlicher Abstand der jeweiligen Spannungsimpulse von 40  $\mu$ s, entsprechend einer Pulswiederholfrequenz von 25 kHz.

Zum Zeitpunkt 3 beginnt die Rückschwingphase, erkennbar am steilen Anstieg des Rückspeisestroms (Fig. 2b). Der Rückspeisestrom beginnt mit einem Wert von 0 A und fällt nach Erreichen eines Maximums linear auf den anfänglichen Wert — der zum Zeitpunkt 4 wieder erreicht wird — zurück.

Damit ist die Rückschwingphase beendet.

Der Zeitpunkt 5 entspricht der Situation zum Zeitpunkt 1, und ein neuer Spannungsimpuls beginnt. Die zuvor geschilderten Zyklen für Elektrodenspannung und Rückspeisestrom wiederholen sich solange die Schaltungsanordnung in Betrieb ist.

Die Erfindung ist nicht auf die angegebenen Ausführungsbeispiele beschränkt.

### Patentansprüche

1. Elektrische Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Impulsspannungsfolgen, insbesondere für den Betrieb von dielektrisch behinderten Entladungen, mit
  - einem Ladekreis, der eine Serienschaltung aus einer Ladeimpedanz (L1) und einem Ladekondensator (C2) aufweist, wobei die Serienschaltung die beiden Eingangsleitungen des Ladekreises miteinander verbindet, so daß durch Anlegen einer Spannung  $U_E$  an die Eingangsleitungen der Ladekondensator (C2) zunächst auf eine Spannung  $U_C$  aufgeladen wird,
  - einem Entladekreis, der außer dem Ladekondensator (C2) eine Serienschaltung umfaßt, bestehend aus einem elektrischen Ladestromventil (D2), der Primärwicklung eines Impulsübertragers (TR1) sowie einem schnellen steuerbaren Schalter (T1) und einer Ansteuerschaltung (A), die den Schalter (T1) für vorwählbare Zeitdauern alternierend ein- und ausschaltet, wobei die Serienschaltung mit dem Ladekondensator (C2) parallel verbunden ist und wobei sich der Ladekondensator (C2) bei geschlossenem Schalter (T1) über das Ladestromventil (D2) und die Primärwicklung entlädt,
  - einem Pulskreis, der die Sekundärwicklung des Impulsübertragers (TR1) und die mit dieser Sekundärwicklung verbundene Last, z. B. eine Entladungslampe (L) mit dielektrisch behinderten Elektroden umfaßt,
 dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsanordnung zusätzlich einen Rückspeisekreis aufweist, bestehend aus
  - einem Rückspeise-Stromventil (D3—D5), das einerseits mit einem Pol der Sekundärwicklung des Impulsübertragers (TR1) und andererseits mit einem Rückspeisepunkt (R) verbunden ist, und
  - einer Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung (C1), deren Eingang als Rückspeisepunkt (R) fungiert, wobei die von der Last (L) und vom Impulsübertrager TR1 zurückschwingende Energie das Rückspeise-Stromventil (D3—D5) passiert, in den Rückspeisepunkt (R) eingespeist und von der Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung (C1) aufgenommen wird, wodurch während der Rückschwingphase das Potential des Pols der Sekundärwicklung auf das Potential des Rückspeisepunktes geklemmt wird.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung ein elektrisches Speicherbauelement enthält, dessen Hochpunkt mit dem Rückspeise-Stromventil und dessen Fußpunkt mit Bezugspotential verbunden ist und dadurch die zurückschwingende Energie speichert.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das elektrische Speicherbauelement als Kondensator realisiert ist.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung ein elektrisches Wandlerbauelement enthält, dessen Hochpunkt mit dem Rückspeise-Stromventil und dessen Fußpunkt mit Bezugspotential verbunden ist und dadurch die zurückschwingende elektrische Energie in eine andere Energieform umgewandelt wird.
5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß das elektrische Wandlerbauelement als Widerstand realisiert ist, der die zurückschwingende Energie in Wärme umwandelt.
6. Schaltungsanordnung nach den Ansprüchen 2 und 4, dadurch gekennzeichnet, daß Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung aus der Parallelschaltung eines Kondensators und eines Widerstandes besteht.
7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Rückspeise-Energieaufnahmeschaltung aus einem Kondensator (C1) besteht, dessen Hochpunkt außer mit dem Rückspeise-Stromventil (D3—D5) zusätzlich über ein Stromventil (D1) mit der Ladeimpedanz (L1) verbunden ist, wodurch die rückgespeiste Energie für den Ladevorgang des Ladekondensators (C2) mit verwendet wird, wobei das Stromventil (D1) ein Rückschwingen der Energie aus dem Ladekondensator verhindert.
8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Ladeimpedanz durch eine Spule (L1) realisiert ist.
9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Stromventile durch Halbleiterdioden (D1—D6) realisiert sind.
10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der schnelle Schalter durch einen

11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß je ein Pol der Primär- und der Sekundärwicklung des Impulsübertragers (TR1) miteinander und mit dem Bezugspotential der Schaltungsanordnung verbunden sind.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65



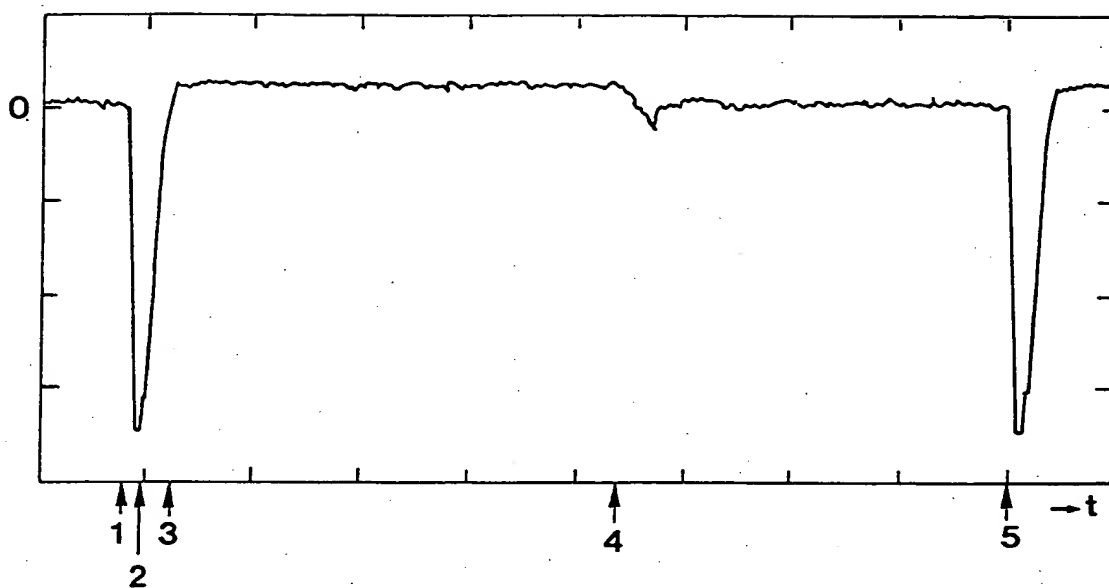
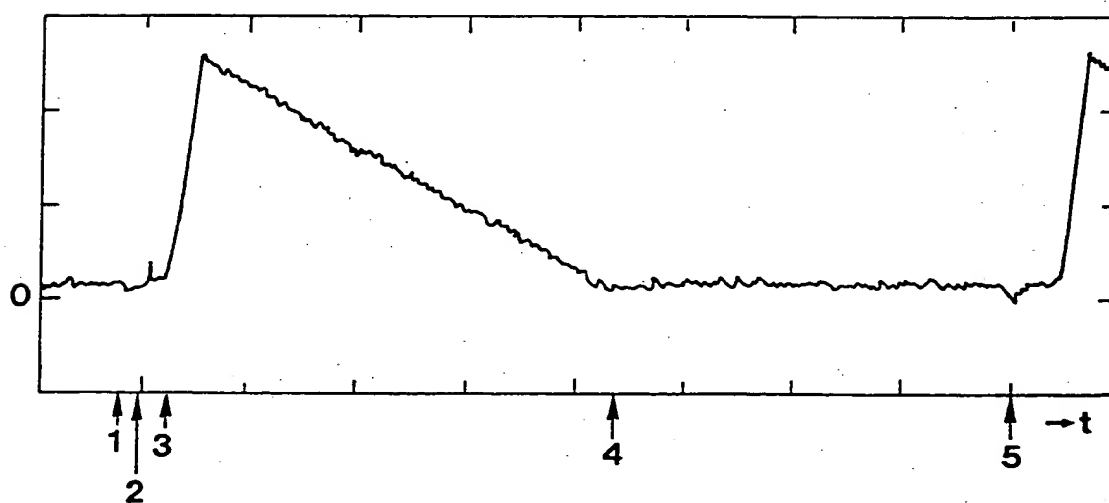


FIG. 2a



1 FIG. 2b

